



DEUTSCHES
PATENTAMT

21 Aktenzeichen: P 35 41 031.0
22 Anmeldetag: 19. 11. 85
43 Offenlegungstag: 22. 5. 86

Behördeneigentum

DE 3541031 A1

30 Unionspriorität: 32 33 31
22.11.84 CH 05 570/84-0

71 Anmelder:
Zellweger Uster AG, Uster, CH

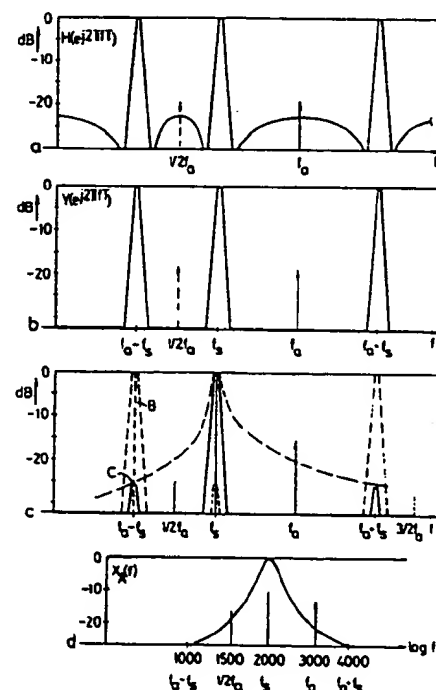
74 Vertreter:
Manitz, G., Dipl.-Phys. Dr.rer.nat.; Finsterwald, M.,
Dipl.-Ing. Dipl.-Wirtsch.-Ing., 8000 München;
Rotermund, H., Dipl.-Phys., 7000 Stuttgart; Heyn, H.,
Dipl.-Chem. Dr.rer.nat., Pat.-Anw., 8000 München

72 Erfinder:
Müller, Beat, Zollikon, CH

54 Verfahren und Vorrichtung zum Demodulieren von hochfrequent modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler Demodulatoren, sowie Anwendung des Verfahrens in einem Fernsteuerempfänger

Das ein kontinuierliches Nutz- und Störsignalspektrum aufweisende modulierte Basisbandsignal wird zuerst mit einem Bandpaßfilter bandbegrenzt und anschließend mit einer Abtastfrequenz (f_a) abgetastet, die unterhalb der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen minimalen Abtastfrequenz liegt. Die Abtastfrequenz (f_a) ist nicht kleiner als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stoppbandfrequenz des bandbegrenzten Nutzsignalspektrums, und das Nutzsignalspektrum liegt innerhalb eines Periodenabschnittes ($(1/2f_a)$).

Durch diese Unterabtastung ergibt sich eine Abtastfrequenz (f_a) von etwa 3000 Hz, die die Verwendung eines 8-Bit Mikrocomputers als digitales Filter in einem Rundsteuerempfänger ermöglicht.



DE 3541031 A1

Patentansprüche

1. Verfahren zum Demodulieren von hochfrequent modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler Demodulatoren, bei welchem das ein kontinuierliches Nutz- und Störsignalspektrum aufweisende modulierte Basisbandsignal zuerst bandbegrenzt und anschliessend mit einer bestimmten Abtastfrequenz abgetastet und weiterverarbeitet wird, dadurch gekennzeichnet, dass man das modulierte Basisbandsignal mit dem kontinuierlichen Nutz- und Störsignalspektrum $[X_A(\Omega)]$ mit einem analogen Bandpassfilter (5) bandbegrenzt, woraus ein Nutzsignalspektrum $[X_A'(\Omega)]$ mit einer unteren und oberen Stopbandfrequenz (Ω_{\min} bzw. Ω_{\max}) resultiert, und dass man eine Abtastfrequenz (f_a) wählt, die nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz ($f_a \geq 2(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})$), wobei das Nutzsignalspektrum zumindest bis auf spektrale Anteile von Störsignalen innerhalb eines Periodenabschnittes ($m\frac{1}{2}f_a$) liegt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass man das mit der Abtastfrequenz (f_a) abgetastete Signal mit einer der Abtastfrequenz entsprechenden Taktfrequenz digital filtert und auf digitale Weise demoduliert.
3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass man beim Auftreten von spektralen Anteilen von Störsignalen ausserhalb des genannten Periodenabschnittes ($m\frac{1}{2}f_a$) das Filter (8) für die digitale Filterung des abgetasteten Signals so auslegt, dass die genannten Anteile in dessen Sperrbereich zu liegen kommen.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass man durch das Digitalfilter (8) nicht unterdrückte spektrale Anteile von Störsignalen durch das analoge Bandpassfilter (5) dämpft.
5. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, mit einem Filter zur Bandbegrenzung des modulierten Signals und mit Mitteln zur Abtastung des bandgefilterten Nutzsignals, dadurch gekennzeichnet, dass das Filter durch ein analoges Bandpassfilter (5) zweiter Ordnung gebildet ist, und dass die Abtastfrequenz (f_a) so gewählt ist, dass einerseits diese nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz des durch das Bandpassfilter begrenzten Nutzsignals und andererseits das Nutzsignalspektrum innerhalb einer Periode ($m \frac{1}{2} f_a$) der Frequenzachse zu liegen kommt.
6. Vorrichtung nach Anspruch 5, gekennzeichnet durch ein digitales Filter (8) zur Filterung des abgetasteten Nutzsignals, welches beim ganzen und halben Wert der Abtastfrequenz (f_a bzw. $\frac{1}{2} f_a$) eine starke, dem Störsignalspektrum angepasste Dämpfung aufweist und mit einer der Abtastfrequenz entsprechenden Taktfrequenz betrieben wird.
7. Anwendung des Verfahrens nach Anspruch 1 in einem Fernsteuerempfänger, insbesondere in einem Rundsteuerempfänger, mit einem Digitalfilter zur Ausfilterung amplitudengetasteter Einton-Steuersignale aus dem Niederspannungsnetz, dadurch gekennzeichnet, dass man als Digitalfilter (8) einen 8-Bit Microcomputer verwendet und diesen mit einer Taktfrequenz (f_a) tastet, welche unterhalb der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen minimalen Abtastfrequenz liegt.

8. Anwendung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Abtastfrequenz (f_a) für die Abtastung des empfangenen Signals mit der Steuerfrequenz f_s und damit auch die Taktfrequenz so gewählt wird, dass sie innerhalb einer Bandbreite von $\pm 20-30\%$ die Bedingung $f_a = \frac{3}{2} f_s$ erfüllt.
9. Anwendung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass durch das analoge Bandpassfilter (5) die Durchlassbereiche ($f_a - f_s$) und ($f_a + f_s$) des Filtersystems analoges Bandpassfilter plus Digitalfilter (8) gleichermassen gedämpft sind.

MANITZ, FINSTERWALD & ROTERMUND

3541031

Zellweger Uster AG

CH-8610 Uster

DEUTSCHE PATENTANWÄLTE
DR. GERHART MANITZ · DIPL.-PHYS.
MANFRED FINSTERWALD · DIPL.-ING., DIPL.-WIRTSCH.-ING.
HANNES-JÖRG ROTERMUND · DIPL.-PHYS.
DR. HELIANE HEYN · DIPL.-CHEM.
WERNER GRÄMKOW · DIPL.-ING. (1939-1982)

BRITISH CHARTERED PATENT AGENT
JAMES G. MORGAN · B. SC. (PHYS.), D.M.S.

ZUGELASSENE VERTRETER BEIM EUROPÄISCHEN PATENTAMT
REPRESENTATIVES BEFORE THE EUROPEAN PATENT OFFICE
MANDATAIRES AGRÉÉS PRÈS L'OFFICE EUROPÉEN DES BREVETS

8000 MÜNCHEN 22 · ROBERT-KOCH-STRASSE 1
TELEFON (0 89) 22 42 11 · TELEX 5 29 672 PATMF
TELEFAX (0 89) 29 75 75 (Gr. II + III)
TELEGRAMME INDUSTRIEPATENT MÜNCHEN

München, den 19.11.1985

P/Sch-Z 2175

Verfahren und Vorrichtung zum Demodulieren von hochfrequent
modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler
Demodulatoren, sowie Anwendung des Verfahrens in einem
Fernsteuerempfänger

Verfahren und Vorrichtung zum Demodulieren von hochfrequent modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler Demodulatoren, sowie Anwendung des Verfahrens in einem Fernsteuerempfänger

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Demodulieren von hochfrequent modulierten Signalen mittels digitaler Filter und digitaler Demodulatoren, bei welchem das ein kontinuierliches Nutz- und Störsignalspektrum aufweisende modulierte Basisbandsignal zuerst bandbegrenzt und anschliessend mit einer bestimmten Abtastfrequenz abgetastet und weiterverarbeitet wird.

Digitale Filter und Demodulatoren werden heute verbreitet eingesetzt und dienen unter anderem dazu, modulierte zeitdiskrete digitale Signale mittels Rechnern, z.B. Microcomputern oder Signalprozessoren zu filtern und zu demodulieren. Die zugrundeliegende Technik ist unter der Bezeichnung "Digitale Signalverarbeitung" bzw. "Digital Signal Processing" bekannt, siehe beispielsweise das Buch "Theory and Application of Digital Signal Processing" von L.R. Rabiner und B. Gold, Verlag Prentice Hall, New Jersey.

In der Theorie der digitalen Signalverarbeitung gilt bezüglich der Abtast- oder Taktfrequenz eine fundamentale Vorschrift, das sogenannte Abtasttheorem. Dieses besagt, dass die minimale Abtastfrequenz, mit welcher ein kontinuierliches Signal noch abgetastet werden darf, mindestens doppelt so hoch sein muss, wie die höchste Frequenz, welche im Spektrum des Signals noch merklich vorkommt.

Im Buch "Halbleiter-Schaltungstechnik" von U. Tietze und Ch. Schenk, Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New York, 1980, wird gezeigt, dass ein zeitdiskretes Signal (z.B. ein mit der Periode $T_a = \frac{1}{f_a}$ abgetastetes Signal)

ein in f_a periodisches Spektrum besitzt und dass wegen dieser Periodizität das kontinuierliche Spektrum $X_A(\Omega)$ auf $|\Omega| \leq \frac{1}{2}f_a$ begrenzt werden muss. Wenn man diese Vorschrift missachtet, dann tritt ein sogenannter "Aliasing"-Effekt auf, der sich so auswirkt, dass diejenigen Anteile des kontinuierlichen Spektrums, welche höher als $\frac{1}{2}f_a$ liegen, nach dem Abtasten in tiefere Frequenzbereiche rutschen und sich dort störend auswirken.

Die Höhe der Abtastfrequenz bestimmt zusammen mit der Länge des Verarbeitungsprogramms die Mindestrechengeschwindigkeit des Rechners, der zwischen zwei Abtastungen das gesamte Signalverarbeitungsprogramm durcharbeiten können muss. Da die Rechengeschwindigkeit von Microcomputern und Signalprozessoren limitiert ist, wird dadurch sehr oft die Anwendung der digitalen Signalverarbeitung eingeschränkt.

Durch die Erfindung soll nun ein Verfahren angegeben werden, welches die Anwendungsmöglichkeiten der Signalverarbeitung wesentlich vermehrt, indem es die Verwendung von Microcomputern mit einer bisher ungenügenden Rechengeschwindigkeit für die digitale Signalverarbeitung ermöglicht.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäss dadurch gelöst, dass man das modulierte Basisbandsignal mit dem kontinuierlichen Nutz- und Störsignalspektrum mit einem analogen Bandpassfilter bandbegrenzt, woraus ein Nutzsignalspektrum mit einer unteren und einer oberen Stopbandfrequenz resultiert, und dass man eine Abtastfrequenz wählt, die nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz, wobei das Nutzsignalspektrum zumindest bis auf spektrale Anteile von Störsignalen innerhalb eines Periodenabschnittes liegt.

Die Erfindung geht von der neuen Erkenntnis aus, dass die erwähnte Begrenzung des kontinuierlichen Spektrums $X_A(\Omega)$ nicht nur im Frequenzbereich f_a eingeführt werden kann, sondern auch in jedem Frequenzabschnitt von $|m\frac{1}{2}f_a| < |\Omega_A| < |(m+1)\frac{1}{2}f_a|$ mit $m = 1, 2, 3, \dots$, wobei alle derart begrenzten Spektren nach der Abtastung zu einem eindeutigen periodischen Spektrum führen. Dabei wird der sonst so störende "Aliasing"-Effekt nutzbar, indem die Spektren $X_A(\Omega)$ um $\pm m \cdot f_a$ periodisch wiederholt werden. Ein in einem oberen Frequenzbereich gemäss der obigen Ungleichung liegendes Spektrum wird also durch die "Unterabtastung" mit f_a unverändert in den Bereich $|f| \leq \frac{1}{2}f_a$ hinuntergemischt.

Das erfindungsgemässe Verfahren ermöglicht es also unter bestimmten Voraussetzungen und bei Ergreifen der angegebenen Massnahmen, hochfrequent modulierte Signale mit niedrigen Abtastfrequenzen abzutasten, zu filtern und zu demodulieren als dies bisher aufgrund des Abtasttheorems zulässig war.

Die Erfindung betrifft weiter eine Vorrichtung zur Durchführung des genannten Verfahrens, mit einem Filter zur Bandbegrenzung des modulierten Signals und mit Mitteln zur Abtastung des bandgefilterten Nutzsignals.

Die erfindungsgemässe Vorrichtung ist dadurch gekennzeichnet, dass das Filter durch ein analoges Bandpassfilter zweiter Ordnung gebildet ist, und dass die Abtastfrequenz so gewählt ist, dass einerseits diese nicht kleiner ist als der doppelte Wert der Differenz von oberer minus unterer Stopbandfrequenz des durch das Bandpassfilter begrenzten Nutzsignals und andererseits das Nutzsignalspektrum innerhalb einer Periode der Frequenzachse zu liegen kommt.

Die Erfindung betrifft ausserdem eine Anwendung des genannten Verfahrens in einem Fernsteuerempfänger, insbesondere in einem Rundsteuerempfänger, mit einem Digitalfilter zur Ausfilterung amplitudengetasteter Steuersignale aus dem Niederspannungsnetz.

Die erfindungsgemässe Anwendung des Verfahrens ist dadurch gekennzeichnet, dass man als Digitalfilter einen 8-Bit Microcomputer verwendet und diesen mit einer Taktfrequenz tastet, welche unterhalb der durch das Abtasttheorem vorgeschriebenen minimalen Abtastfrequenz liegt.

Rundsteuerempfänger benötigen schmalbandige Filter hoher Güte, um aus dem Niederspannungsnetz amplitudengetastete Steuersignale auszufiltern. Bisher hat man dafür beispielsweise ein zweistufiges Digitalfilter vierter Ordnung verwendet (CH-PS 559 983), das die gestellte Aufgabe zwar lösen kann, jedoch gegenüber einem Mikroprozessor, beispielsweise einem 8-Bit Microcomputer, der heute die grösste praktische Bedeutung aufweist, wesentlich teurer ist. Ein 8-Bit Microcomputer benötigt jedoch für die erforderlichen Rechenoperationen (ca. 9 Multiplikationen mit Filterkonstanten, 8 Additionen mit Overflowüberwachungen und 8 Registermanipulationen) eine Rechenzeit von ca. 300 μ s und könnte daher höchstens mit einer Taktfrequenz von 3300 Hz getaktet werden. Da jedoch Steuerfrequenzen bis zu 2000 Hz vorkommen und demnach nach dem Abtasttheorem eine Abtastfrequenz von mindestens 4000 Hz vorgeschrieben ist, ergaben sich bisher Probleme mit der Rechengeschwindigkeit und 8-Bit Microcomputer konnten nicht als Digitalfilter für Rundsteuerempfänger verwendet werden.

Mit dem erfindungsgemässen Verfahren ist diese Aufgabe jetzt erstmals lösbar, indem dieses im gegenständlichen Fall geringere Abtastfrequenzen zulässt, womit dem Microcomputer ausreichend Rechenzeit zur Verfügung steht.

Nachstehend wird die Erfindung anhand eines Ausführungsbeispiels und der Zeichnungen näher erläutert; es zeigen:

- Fig. 1.2 Diagramme zur Erläuterung des erfindungsgemässen Verfahrens,
Fig. 3 ein Blockschaltbild eines selektiven Empfangsteils eines Rundsteuerempfängers, und
Fig. 4.5 Diagramme zur Funktionserläuterung.

Die Fig. 1 und 2 zeigen Diagramme zur Erläuterung des erfindungsgemässen Verfahrens in allgemeiner Art. Fig. 1 zeigt in Zeile a ein mit f_m moduliertes Basisbandsignal mit einem gegebenen Nutz- und Störsignalspektrum $X_A(\Omega)$. Das Nutzsignalspektrum ist mit N und das Störsignalspektrum ist mit S bezeichnet. Das Signal von Zeile a wird zuerst gemäss Zeile b mit einem analogen Bandpass $H_A(\Omega)$ bandbegrenzt, woraus gemäss Zeile c das Nutzsignalspektrum $X_A'(\Omega)$ mit den Stopbandgrenzfrequenzen Ω_{min} und Ω_{max} resultiert.

Für die Abtastung des Nutzsignalspektrums $X_A'(\Omega)$ wird nun eine Abtastfrequenz ω_a gewählt, welche folgenden beiden Bedingungen genügen muss:

- $\omega_a \geq 2(\Omega_{max} - \Omega_{min})$
- Das Nutzsignalspektrum muss vollständig innerhalb eines Periodenabschnittes $m\frac{1}{2}\omega_a$ ($m = 1, 2, 3, \dots$) liegen. Ausserhalb dieses Periodenabschnittes dürfen höchstens noch spektrale Anteile von Störsignalen vorkommen. Dies ist aber nur dann zulässig, wenn gewährleistet ist, dass diese Anteile in den Sperrbereich von nachfolgenden Digitalfiltern zu liegen kommen.

Man sieht aus Zeile c, dass die Abtastfrequenz ω_a auch unterhalb der vor-kommenden Signalfrequenzen liegen darf.

Bei Erfüllung dieser beiden Bedingungen für die Abtastfrequenz ω_a ergibt sich das in Zeile d dargestellte periodische Spektrum $X(e^{j\omega T})$ des mit ω_a abgetasteten Signals. Es ist aus Zeile d ersichtlich, dass in jeder Periode $\frac{\pi}{T}$ die vollständige Information enthalten ist.

Das mit ω_a abgetastete Signal kann nun nach bekannten Prinzipien der digitalen Signalverarbeitung weiterverarbeitet werden. Insbesondere kann es digital gefiltert - mit der Taktfrequenz ω_a - und auf digitale Weise demoduliert werden. Zeile e zeigt den Frequenzgang eines digitalen Filters $H(e^{j\omega T})$ zur Trägerfrequenzunterdrückung.

In Fig. 2 ist zur Erläuterung des erfindungsgemässen Verfahrens eine Darstellung gewählt wie in Kapitel 2.12 "Relation Between Continuous and Discrete Systems" des Buches "Theory and Application of Digital Signal Processing" von L.R. Rabiner und B. Gold, Verlag Prentice Hall, New Jersey. Dem Verfahren liegt die Erkenntnis zugrunde, dass die in diesem Kapitel beschriebene Begrenzung des kontinuierlichen Spektrums $X_A(\Omega)$ nicht nur im Frequenzbereich $|\Omega| \leq \frac{\pi}{T}$ bzw. $|\Omega| \leq \frac{1}{2} \omega_a$ eingeführt werden kann, sondern auch in jedem Frequenzabschnitt von $|m\frac{1}{2}\omega_a| < |\Omega_a| < |(m+1)\frac{1}{2}\omega_a|$ mit $m = 1, 2, 3, \dots$. Wie in Zeile a und b von Fig. 2 für $m = 2$ dargestellt ist, führen alle derart begrenzten Spektren nach der Abtastung zu einem eindeutigen periodischen Spektrum.

Ausserdem wurde erkannt, dass in dieser Form der sonst so störende "Aliasing"-Effekt nutzbar wird, indem gemäss Formel (2.65) des genannten Kapitels die Spektren $X_A(\Omega)$ um $\pm m \frac{2\pi}{F}$ bzw. $\pm m \omega_a$ periodisch wiederholt werden. Dies

bedeutet, dass ein in einem oberen Frequenzbereich $|m\frac{1}{2}\omega_a| < |\Omega_a| < |(m+1)\frac{1}{2}\omega_a|$ liegendes Spektrum durch die "Unterabtastung" mit ω_a unverändert in den Bereich $|\omega| \leq \frac{1}{2}\omega_a$ hinuntergemischt wird.

In den Zeilen c und d von Fig. 2 sind die Verhältnisse für $m = 1$ dargestellt. Wie ein Vergleich der Zeilen a und b für $m = 2$ einerseits und der Zeilen c und d für $m = 1$ andererseits zeigt, ist die Tatsache zu beachten, dass, je nachdem ob m gerade oder ungerade ist, im Bereich $\omega < \frac{1}{2}\omega_a$ das positive oder das negative analoge Frequenzspektrum erscheint.

Für die Signalweiterverarbeitung muss selbstverständlich das Abtasttheorem beachtet werden. Diese Forderung ist aber automatisch erfüllt, wenn die weitere Signalverarbeitung im Takt ω_a erfolgt. Für den Fall, dass das negative Spektrum weiterverarbeitet wird, ist zu berücksichtigen, dass die Frequenzen an $\frac{1}{2}\omega_a$ gespiegelt sind. Dies gibt bei AM-Systemen und FM-Systemen für digitale Datenübertragung (z.B. FSK-Systemen) im allgemeinen keine Probleme. Bei Audio-Anwendungen darf das Spektrum natürlich nicht seitenverkehrt hinuntergemischt werden, sofern hier überhaupt Frequenzverschiebungen zulässig sind.

Das beschriebene Verfahren ist besonders gut dazu geeignet, Digitalfilter in Rundsteuerempfängern zu realisieren. Rundsteuerempfänger benötigen bekanntlich schmalbandige Filter hoher Güte, um aus dem Niederspannungsnetz amplitudengetastete Steuersignale ausfiltern zu können. In der europäischen Patentanmeldung 83 105 834.2 (Veröffentlichungsnummer 0 105 087) wird ein zweistufiges Digitalfilter vierter Ordnung vorgestellt, das diese Aufgabe grundsätzlich lösen kann.

Wenn man jedoch das Digitalfilter als preisgünstigen 8-Bit Microcomputer realisieren will, dann ergeben sich Probleme mit der Rechengeschwindigkeit und mit der Taktfrequenz. Denn einerseits erfordern die nötigen Rechenoperationen (ca. 9 Multiplikationen mit Filterkonstanten + 8 Additionen mit Overflowüberwachungen + 8 Registermanipulationen) eine Rechenzeit von ca. 300 μ s, sodass das Digitalfilter höchstens mit einer Taktfrequenz von 3300 Hz getaktet werden kann, und andererseits schreibt aber das Abtasttheorem wegen der vorkommenden Steuerfrequenzen bis zu 2000 Hz eine Abtastfrequenz von mindedstens 4000 Hz vor. Dies bedeutet, dass das Digitalfilter nicht mit der vom Abtasttheorem vorgeschriebenen Abtastfrequenz betrieben werden kann.

Fig. 3 zeigt das Blockschaltbild eines selektiven Empfangsteils eines Rundsteuerempfängers, mit welchem unter Anwendung des erfindungsgemässen Verfahrens die Aufgabe der Realisierung des erforderlichen Digitalfilters als 8-Bit Microcomputer gelöst werden kann.

Der in Fig. 3 mit dem Bezugszeichen 1 bezeichnete selektive Empfangsteil dient bekanntlich dazu, aus dem aus dem Netz angebotenen Frequenzgemisch ein Fernsteuersignal mit der Signalfrequenz f_s selektiv zu empfangen und eine den Fernsteuerbefehlen entsprechende Impulsfolge abzugeben. Aufbau und Arbeitsweise eines Rundsteuerempfängers werden als bekannt vorausgesetzt; es wird in diesem Zusammenhang auf die schon erwähnte europäische Patentanmeldung 83 105 834.2 und auf die CH-PS 559 983 verwiesen.

Der Empfangsteil 1 weist eine Eingangsklemme 2 auf, die an einen Anschlusspunkt 3 einer Stromleitung 4 angeschlossen ist, welcher die Signalfrequenz f_s überlagert ist. Die an der Eingangsklemme 2 liegende Eingangsspannung

wird einem Vorfilter 5 zugeführt, welchem ein Analog/Digital-Wandler 7 und ein Digitalfilter 8 nachgeschaltet sind. Nach dem Digitalfilter 8 ist ein AM-Demodulator 9 angeordnet, dessen Ausgang mit der Ausgangsklemme 10 des Empfangsteils 1 verbunden ist. Der Empfangsteil 1 enthält ausserdem einen Schwingquarz aufweisenden Frequenzgenerator 6 zur Erzeugung der Taktfrequenz für die einzelnen Stufen des Empfangsteils 1. Die Taktfrequenz könnte auch mittels einer als PLL bezeichneten Regelschaltung vom Netz abgeleitet werden.

Der Empfangsteil 1 und dessen Arbeitsweise sollen nun anhand der Fig. 3 bis 5 erläutert werden, wobei die Fig. 4 und 5 die Signalverläufe in den einzelnen Stufen des Empfangsteils 1 zeigen: Fig. 4 zeigt in Zeile a die Begrenzung des empfangenen Signalspektrums mit dem Vorfilter 5 (Fig. 3) und in Zeile b das digitale Spektrum des abgetasteten Signals. Fig. 5 zeigt in Zeile a die Filtercharakteristik des digitalen Filters 8 (Fig. 3), in Zeile b das Spektrum des Ausgangssignals des digitalen Filters 8, in Zeile c den Amplitudengang der Filterkette Vorfilter 5 + digitales Filter 8 und in Zeile d die Dämpfung der störenden Durchlassbereiche der Filterkette durch das Vorfilter 5.

Das Vorfilter 5 ist durch ein analoges Bandpassfilter zweiter Ordnung mit der Güte $Q > 15$ gebildet. Es weist gemäss Fig. 4, Zeile a bei f_a und $\frac{1}{2}f_a$ eine Dämpfung von -20dB auf und begrenzt das empfangene Nutz- und Störsignalspektrum der Steuerfrequenz f_s . Die Taktfrequenz des Frequenzgenerators 6, die der Abtastfrequenz f_a des A/D-Wandlers 7 entspricht, wird so gewählt, dass das Nutzsignalspektrum $X_A(jf)$ in eine Periode $m\frac{1}{2}f_a$ der Frequenzachse zu liegen kommt. Ausserhalb dieser Periode sollen Störfrequenzen genügend stark gedämpft sein, sodass das Digitalfilter 8 im Durchlassbereich nicht durch originale oder hinuntergemischte Störfrequenzen gestört wird. Gemäss Fig. 4,

Zeile a, beträgt die Abtastfrequenz f_a 3000 Hz, die halbe Abtastfrequenz $\frac{1}{2}f_a$ liegt also bei 1500 Hz und das Signal liegt in der Frequenzperiode zwischen $m\frac{1}{2}f_a$ und $(m+1)\frac{1}{2}f_a$, wobei $m=1$ ist.

Nach der Abtastung des bandgefilterten Netzsignals ergibt sich ein digitales Spektrum $X(e^{j2\pi fT})$ gemäss Fig. 4, Zeile b. Die gestrichelte Kurve A zeigt dabei die Summe aller überlappenden periodischen Spektren. Da das Bandpassfilter gemäss Zeile a nur eine endliche Dämpfung (-20dB) aufweist, tritt noch etwas störendes "Aliasing" auf.

Das Ausgangssignal des A/D-Wandlers 7 (Fig. 3) wird mit dem digitalen Filter 8, welches beispielsweise von der in der europäischen Patentanmeldung 83 105 834.2 beschriebenen Art sein kann und eine Filtercharakteristik gemäss Fig. 5, Zeile a, aufweist, gefiltert. Da dieses Filter bei $\frac{1}{2}f_a$ und f_a stark dämpft (-20dB), werden die störenden "Aliasing"-Effekte stark unterdrückt.

Zeile b von Fig. 5 zeigt das Spektrum des Ausgangssignals des digitalen Filters 8 (Fig. 3): $Y(e^{j2\pi fT}) = X(e^{j2\pi fT}) \cdot H(e^{j2\pi fT})$. Charakteristisch ist das Spektrum in den Bereichen $f_a - f_s$ und $f_a + f_s$, wo durch die Periodizität des Signalspektrum $X(e^{j2\pi fT})$ und der Filterübertragungsfunktion $H(e^{j2\pi fT})$ neue Frequenzen entstanden sind ("Aliasing" durch Abtastung). Im Bereich $f_a - f_s$ ist das Spektrum gegenüber dem Originalspektrum an f_a gespiegelt. Dies hat jedoch keinen Einfluss auf die Weiterverarbeitung, da nur die Amplitude des Signals ausgewertet werden soll. Bei FSK-Systemen müsste hingegen die Spiegelung berücksichtigt werden.

Das Ausgangssignal des digitalen Filters 8 wird durch den AM-Demodulator 9 (Fig. 3), der vorzugsweise digital realisiert ist, amplitudenmässig ausgewertet. Diese Auswertung kann folgendermassen erfolgen: Das digitale Signal $Y(e^{j2\pi fT})$ wird pro Abtastung gleichgerichtet, es wird also der Absolutwert von $Y(nT)$ gebildet, $Y(nT) = |Y(nT)|$. Dieser Absolutwert wird auf ein digitales Tiefpassfilter gegeben, welches ebenfalls mit f_a getaktet ist und eine der Frequenz des Basisbandsignals angepasste Grenzfrequenz besitzt, welche aber selbstverständlich unterhalb von $\frac{1}{2}f_a$ liegt.

In Fig. 5, Zeile c, ist die realisierte Eintonübertragungsfunktion, also der Amplitudengang der Filterkette aus analogem Bandpass 5 und Digitalfilter 8 (Fig. 3) dargestellt. Die Uebertragung ist nicht frequenztreu. Denn wenn eine Steuerfrequenz f_s auf das Filter gegeben wird, dann erscheint an dessen Ausgang durch die Unterabtastung die Grundfrequenz $f_a - f_s$ (gestrichelte Linie B). Die gleiche Frequenz $f_a - f_s$ erscheint auch bei der Einspeisung der Frequenz $f_1 = f_a - f_s$, allerdings wird diese Frequenz f_1 um 25 dB gedämpft, was durch den Punkt C angedeutet ist. Diese Dämpfung wird alleine durch das Vorfilter 5 (Fig. 3) erreicht. Ebenso erscheint die Frequenz $f_a - f_s$ am Ausgang des Digitalfilters 8 (Fig. 3), wenn mit irgendeiner Frequenz $m(f_a \pm f_s)$, $m=1,2, \dots$, angesteuert wird. Die Dämpfung aller dieser periodischen Frequenzen ist ebenfalls ausschliesslich durch das Vorfilter 5 gegeben.

Da erfindungsgemäss die Vorschrift für die Abtastfrequenz lediglich besagt, dass das Nutzsignalspektrum innerhalb einer Frequenzperiode von $\frac{1}{2}f_a$ liegen muss, bestehen bei der Wahl der Abtastfrequenz noch gewisse Freiheiten. Ausserdem wurde sichtbar, dass ausserhalb der Frequenzperiode $\frac{1}{2}f_a$ liegende Störspektren nur soweit durch das Vorfilter 5 gedämpft werden müssen, als sie nicht durch das folgende Digitalfilter 8 (Fig. 3) unterdrückt werden.

Daraus ergibt sich die Aufgabe, die Abtastfrequenz f_a zusammen mit dem analogen Bandpassfilter 5 und dem Digitalfilter 8 optimal auszulegen. Im vorliegenden Fall ergibt sich eine besonders zweckdienliche Lösung, wenn die Abtastfrequenz f_a folgende Bedingung erfüllt:

$$f_a = \frac{3}{2}f_s$$

Dann ergibt sich nämlich, dass die beiden kritischen vom analogen Vorfilter zu dämpfenden "Durchlassbereiche" des Filtersystems: $f_a - f_s$ und $f_a + f_s$ gegenüber f_s im Verhältnis 1:2 bzw. 2:1 stehen. Damit ist, wie Fig. 5, Zeile d, zeigt, gewährleistet, dass das analoge Bandpassfilter zweiter Ordnung die beiden störenden Durchlassbereiche gleichermassen dämpft. Denn die Verhältnisse 1:2 und 2:1 führen auf der logarithmischen Frequenzskala zu äquidistanten Frequenzabständen.

Da bei Rundsteuerempfänger die Steuerfrequenz f_s bis zu 2000 Hz beträgt, ergibt sich eine Abtastfrequenz f_a von 3000 Hz. Diese Abtast und Taktfrequenz ist auch für einfache 8-Bit Microcomputer noch ausreichend niedrig, wogegen die nach dem Abtasttheorem geforderte Abtastfrequenz von mindestens 4000 Hz eindeutig zu hoch wäre. Es sind auch Fälle denkbar, wo das beschriebene Verfahren einen noch höheren "Unterabtastungsgewinn" ergibt, beispielsweise bei hochfrequent modulierten schmalen Spektren. Diese können mit einem schmalen Bandpassfilter begrenzt und durch Unterabtastung in einen tieferen Frequenzbereich transformiert und dort feingefiltert werden.

- 17.
- Leerseite -

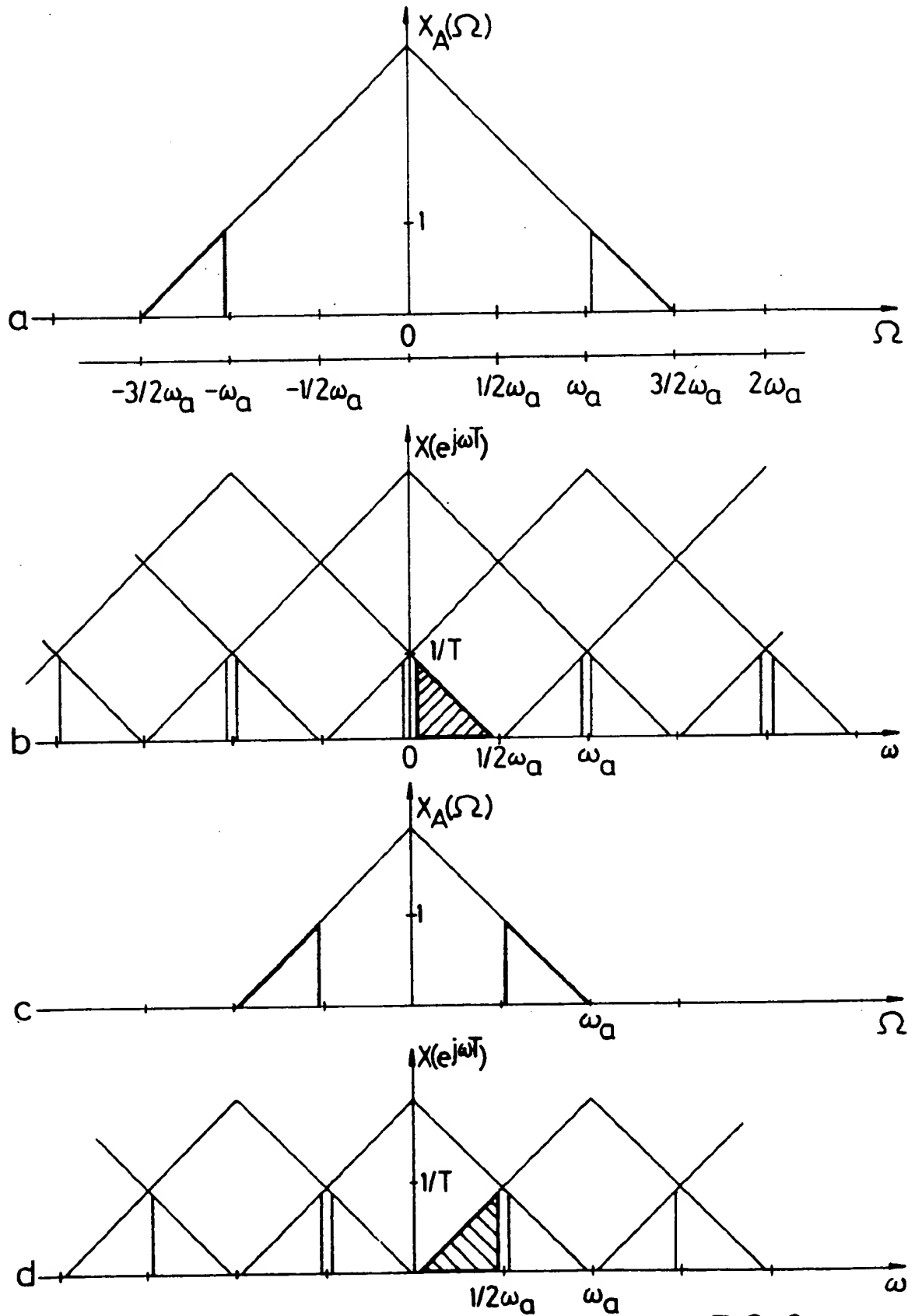


FIG. 2

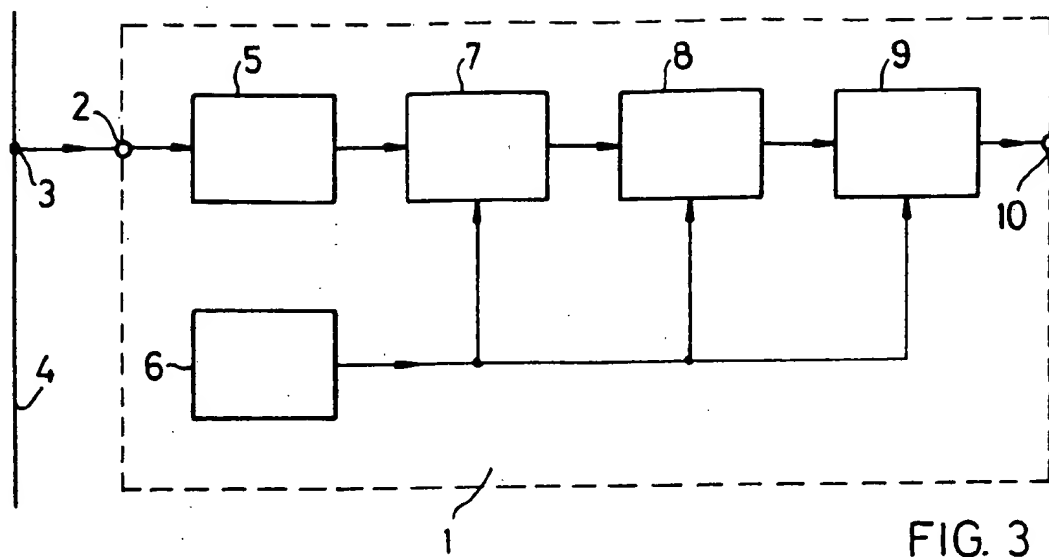


FIG. 3

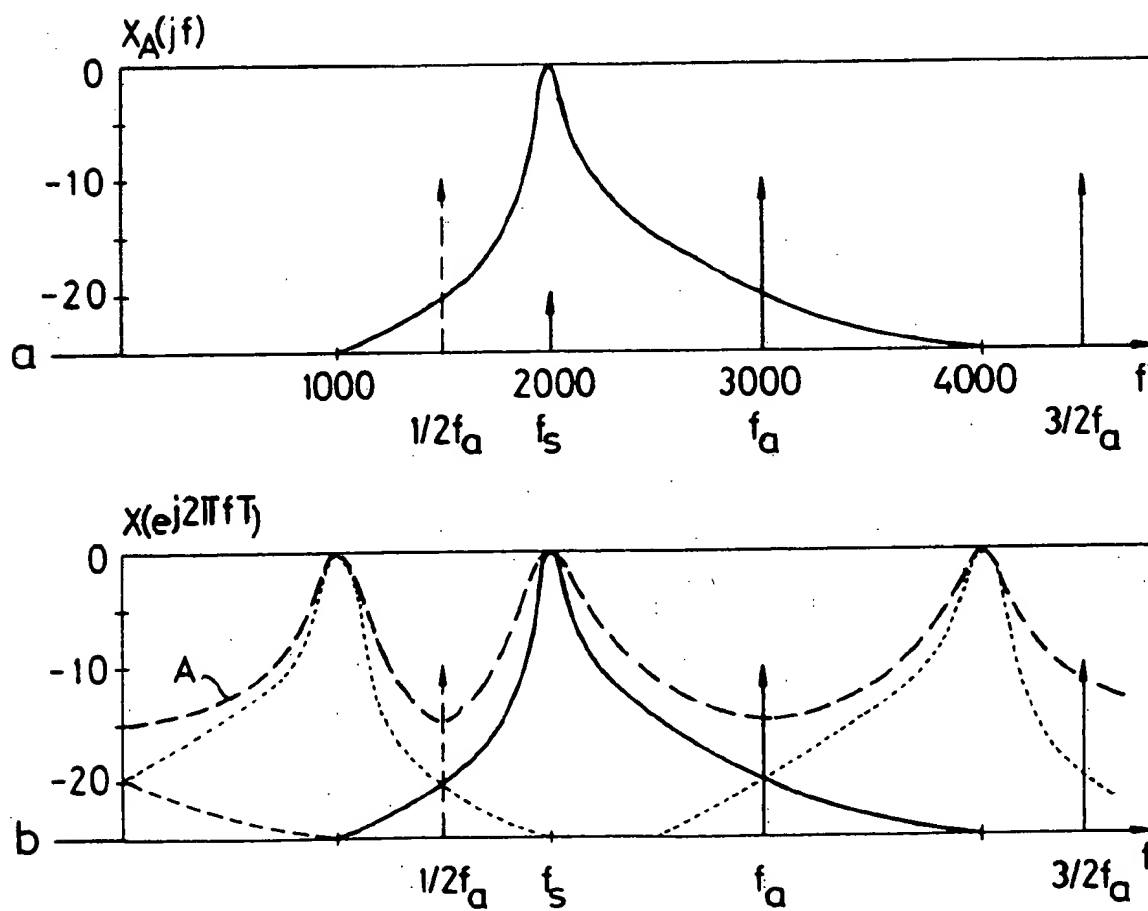


FIG. 4

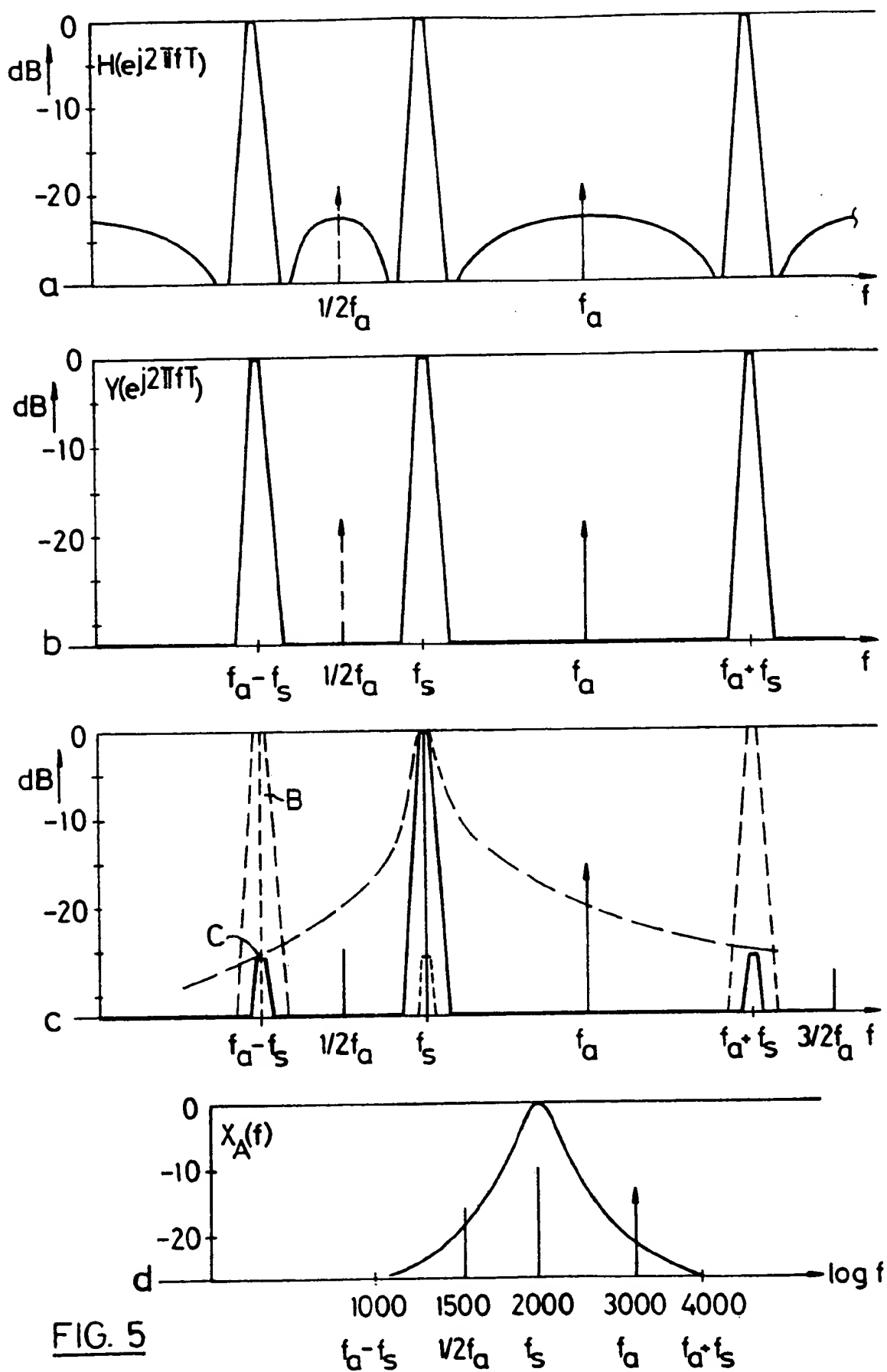


FIG. 5

3541031

- 21 -

Nummer:
Int. Cl.4:
Anmeldetag:
Offenlegungstag:

35 41 031
H 03 D 3/00
19. November 1985
22. Mai 1986

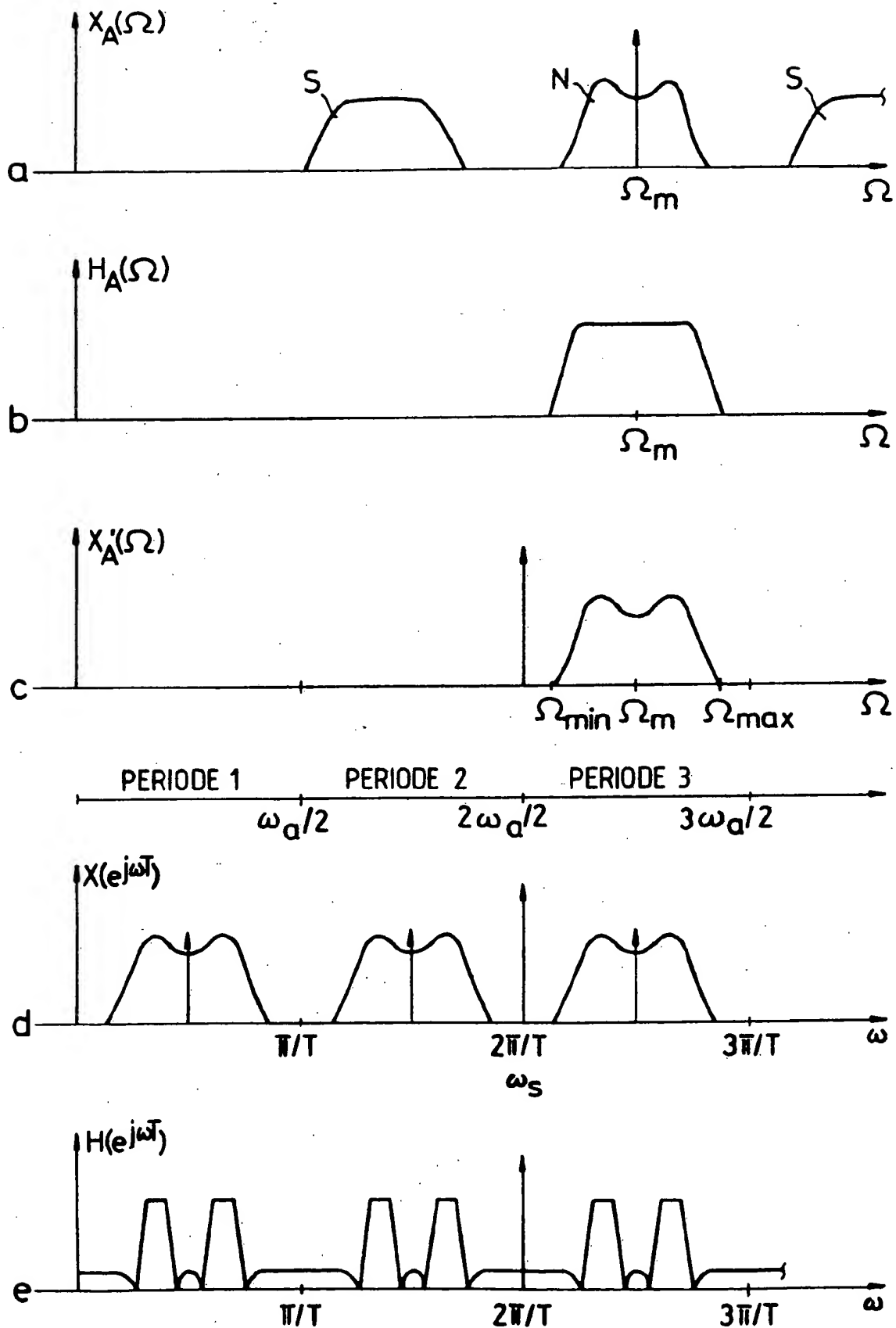


FIG 1